

CONTROL PREDICTIVO PONDERADO APLICADO A UN CONVERTIDOR MULTINIVEL MODULAR CONECTADO A LA RED

WEIGHTED PREDICTIVE CONTROL APPLIED TO A MULTILEVEL CONVERTER CONNECTED TO THE NETWORK

Luis Antonio Ramírez Arredondo

Tecnológico Nacional de México en Celaya
12030565@itcelaya.edu.mx

Nimrod Vázquez Nava

Tecnológico Nacional de México en Celaya
n.vazquez@ieee.org

Joaquín Vaquero López

Tecnológico Nacional de México en Celaya
Joaquin.vaquero@urjc.es

Resumen

En este artículo, se presenta el control de un convertidor multinivel modular (MMC, por sus siglas en inglés) de baja potencia que trabaja como inversor monofásico conectado a la red, con dos submódulos. El control utilizado es un control basado en un modelo predictivo ponderado (WMPC, por sus siglas en inglés) basado en una función de costo para seleccionar el mejor caso de conmutación que permita controlar la corriente de salida, al mismo tiempo que minimiza la fluctuación de los voltajes de los capacitores y la corriente circulante del inversor. La intención de este trabajo es detallar el funcionamiento de los MMC para facilitar su comprensión, además de servir como una guía para el diseño de un controlador basado en un modelo predictivo del sistema.

Para comprobar el funcionamiento del sistema, se diseñó y simuló en PSIM.

Palabras Clave: Control, Inversor, Modular, Multinivel, Predictivo.

Abstract

This paper presents the control of a low power MMC that works as a single-phase inverter grid-connected, with two sub-modules. The control used is a Weighted

Model Predictive Control (WMPC) based on a cost function to select the best switching case to control the output current while minimizing fluctuation of capacitor voltages and inverter circulating current. This work is intended to describe in a detailed form the MMC, but also to provide a design guide for predictive controllers. To evaluate the operation of the proposed system, it was designed and simulated in PSIM.

Keywords: Control, Inverter, Modular, Multilevel, Predictive.

1. Introducción

En los últimos años, los convertidores multinivel modulares (MMC, por sus siglas en inglés) han tenido gran aceptación en diversas aplicaciones tales como transmisión de alto voltaje de CD [1-3], accionadores de motores de alta potencia [4-6], compensadores síncronos estáticos (STATCOM, por sus siglas en inglés) [7,8], transformadores electrónicos de potencia (PET, por sus siglas en inglés) [9-11] y aplicaciones fotovoltaicas [12,13] y, desde la aparición de este convertidor en el 2001, ha tenido un gran desarrollo y tiene gran perspectiva para el futuro [14]. Estos convertidores surgieron como la configuración emergente de convertidores alimentados en voltaje, en las aplicaciones de alta potencia [15]. Su topología consiste en dos brazos, uno superior y uno inferior, que en conjunto conforman lo que se conoce como pierna o rama del inversor. Cada brazo se forma a partir de N convertidores de voltaje, típicamente medio puente, llamados submódulos o celdas conectadas en serie como se puede observar en la figura 1. Por lo tanto, la topología MMC no tiene almacenamiento centralizado de energía, sino que se distribuye entre las celdas [16]. Los submódulos (SMs) son, a su vez, conectados a un filtro inductivo L_B cuya función es ayudar a suprimir las corrientes circulantes i_c propias de la topología. La salida es tomada del punto medio de cada fase y el número de niveles $(2N+1)$ o $(N+1)$ a la salida es establecido por el número de SMs conectados en serie en un brazo, según las características del control utilizado, donde N es el número de submódulos por brazo. La parte de CD se modela con dos fuentes aterrizadas a la parte media del convertidor.

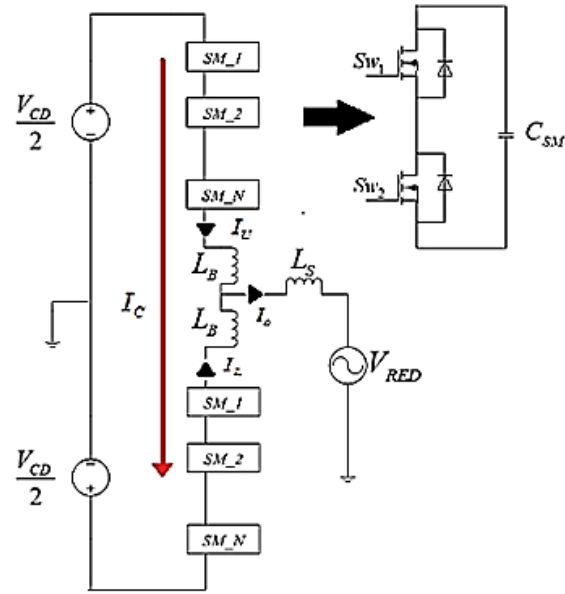


Figura 1 Estructura de un inversor MMC monofásico con submódulos medio puente.

Estructura modular, reducir armónicos y su naturaleza sin transformador son las principales ventajas de los MMC [14, 17-19]. Debido a estas razones, los MMC proporcionan un diseño de convertidor flexible que puede adaptarse a una gama diferente de tensiones y potencias, lo que ha hecho que, en los últimos años, esta configuración haya llamado la atención de muchos investigadores de electrónica de potencia [15]. Para explicar el principio de operación de un MMC, se utilizará el submódulo medio puente de la figura 2.

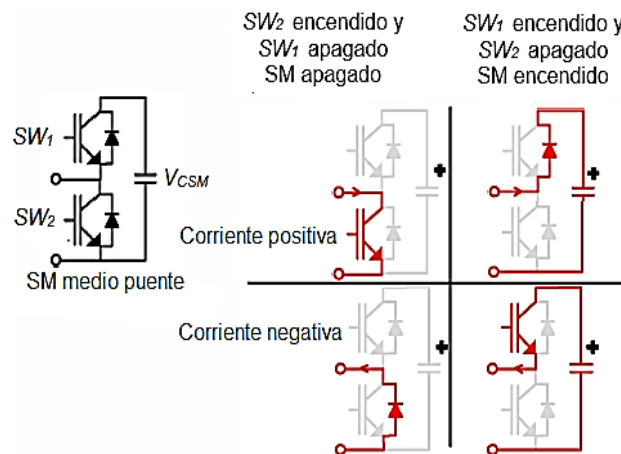


Figura 2 Principio de operación de un MMC con SM medio puente [15].

El capacitor C_{SM} de submódulo con voltaje V_{CSM} se conecta a través de dos interruptores de potencia complementarios SW1 y SW2 con su diodo en antiparalelo cada uno. La corriente que circula a través del SM puede ser positiva o negativa. Cuando la corriente es positiva y entra por la terminal positiva del capacitor, este se carga; mientras que, cuando es negativa y sale por la terminal positiva del capacitor se descarga. Si el interruptor SW1 está encendido, el capacitor es insertado en el circuito. Cuando el interruptor SW2 esta encendido, el capacitor es retirado del circuito y la corriente solo fluye a través del interruptor SW2. La idea principal del MMC es construir un voltaje de salida multinivel controlado. En general, cada submódulo actúa como fuente de voltaje controlada. El control de cada submódulo consiste en insertar o retirar los capacitores del circuito principal mediante la selección adecuada de los patrones de conmutación que permita alcanzar los objetivos de control. Es importante mencionar que los desafíos en el control de un MMC son: seguir la referencia de la corriente de salida, mantener balanceados los voltajes de los capacitores a un cierto nivel (V_{CD}/N) y minimizar lo más posible la corriente circulante (aquella que no fluye hacia la carga y es causado por el desequilibrio entre las corrientes superior e inferior de los brazos del MMC). Dichas variables están interrelacionadas, por lo tanto, cualquier cambio en una de ellas puede afectar a las demás considerablemente, complicando el proceso de control. Es por ello que se debe de tener mucho cuidado en la elección del tipo de controlador a utilizar y sus parámetros. Actualmente se han diseñado varios esquemas de control cuyo objetivo es permitir la operación estable y optima de este tipo de convertidores. Algunos ejemplos de los controles existentes, incluyendo controles WMPC, que se pueden revisar en [20-25].

Una forma de controlar la compleja dinámica de un MMC es el uso de un control basado en un modelo predictivo. El control WMPC, es una técnica ampliamente utilizada en convertidores MMC, en sus distintas aplicaciones, ya que dicha técnica cuenta con características que resultan atractivas para el control de convertidores de potencia. Algunas de ellas son:

- Control óptimo según el criterio de optimización.
- Permite tratar con sistemas líneas y no lineales.

- Capacidad de control multivariable.
- Fácil implementación.
- Alto rendimiento.

La intención de este trabajo es detallar el funcionamiento de los MMC para facilitar su comprensión, además de servir como una guía para el diseño de un controlador basado en un modelo predictivo del sistema. Por lo tanto, se explica detalladamente el procedimiento para el desarrollo del algoritmo WMPC para el control de un MMC de baja potencia, con dos submódulos. Verificando su funcionamiento con pruebas de simulación en el software PSIM. En las pruebas realizadas, se comprueba la importancia que tiene los factores de ponderación para optimizar el rendimiento del controlador.

2. Desarrollo

En esta sección se detalla ampliamente el proceso para la implementación del control WMPC. Primeramente, se explica cómo obtener el modelo matemático del MMC, después se describe el WMPC, se obtiene el modelo de predicción, función de costo y finalmente se describe el algoritmo de control.

Modelo matemático del inversor

El MMC utilizado para este trabajo tiene sólo un submódulo por brazo ($N=1$) como se observa en la figura 3. Para la obtención del modelo matemático, se consideran despreciables las resistencias parásitas de los componentes almacenadores de energía.

Las variables U_1 y U_2 son las señales de control de los submódulos superior e inferior respectivamente:

$$U_1 \begin{cases} 0: SW_1 \text{ apagado y } SW_1' \text{ encendido} \\ 1: SW_1 \text{ encendido y } SW_1' \text{ apagado} \end{cases}$$
$$U_2 \begin{cases} 0: SW_2 \text{ apagado y } SW_2' \text{ encendido} \\ 1: SW_2 \text{ encendido y } SW_2' \text{ apagado} \end{cases}$$

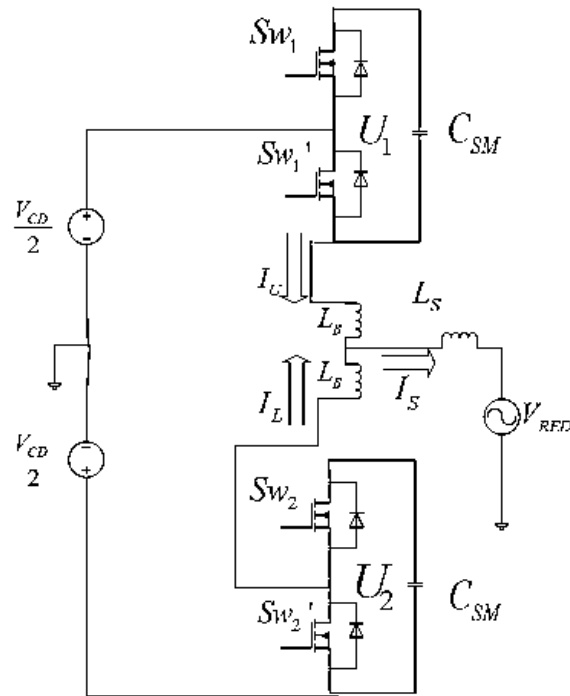


Figura 3 Circuito del MMC propuesto.

Aplicando la Ley de Voltaje de Kirchhoff, al brazo superior e inferior, se obtienen las ecuaciones 1 y 2.

$$\frac{V_{CD}}{2} = U_1 v_{csm_u} + L_B \frac{di_U}{dt} + L_S \frac{di_U}{dt} + v_{RED} \quad (1)$$

$$\frac{V_{CD}}{2} = U_2 v_{csm_l} - L_B \frac{di_L}{dt} - L_S \frac{di_L}{dt} - v_{RED} \quad (2)$$

La corriente circulante se obtiene a partir del desequilibrio de las corrientes del brazo superior e inferior y se representa con ecuación 3.

$$i_C = \frac{i_U - i_L}{2} \quad (3)$$

Las corrientes de los capacitores del submódulo superior csm_u y del submódulo inferior csm_l se puede escribir con ecuaciones 4 y 5 respectivamente.

$$i_{csm_u} = i_U = C_{SM} \frac{dv_{csm_u}}{dt} \quad (4)$$

$$i_{csm_l} = i_L = C_{SM} \frac{dv_{csm_l}}{dt} \quad (5)$$

El nodo de salida, ecuación 6.

$$i_s = i_U + i_L \quad (6)$$

Sumando ecuaciones 1 y 2, y considerando que $L_B=L_S$ se obtiene ecuación 7 que es la variable de estado para la corriente circulante i_c .

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{4L_B} (-U_1 v_{csm_u} - U_2 v_{csm_l} + V_{CD}) \quad (7)$$

Restando ecuaciones 1 y 2, y considerando que $L_B=L_S$ se obtiene ecuación 8 que es la variable de estado para la corriente de salida i_s .

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{2L_B} (-U_1 v_{csm_u} + U_2 v_{csm_l} - 2v_{RED}) \quad (8)$$

De las ecuaciones 3, 4 y 6, se deduce la ecuación 9 que es la variable de estado para el voltaje del capacitor del submódulo superior v_{csm_u} .

$$\frac{dv_{csm_u}}{dt} = \frac{U_1}{C_{SM}} \left(\frac{i_s}{2} + i_c \right) \quad (9)$$

De las ecuaciones 3, 5 y 6, se obtiene la ecuación 10 que es la variable de estado para el voltaje del capacitor del submódulo superior v_{csm_l} .

$$\frac{dv_{csm_l}}{dt} = \frac{U_2}{C_{SM}} \left(\frac{i_s}{2} - i_c \right) \quad (10)$$

Control basado en un modelo predictivo ponderado

El WMPC utiliza el modelo matemático del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables a controlar. Esta predicción se utiliza para decidir el mejor estado de conmutación que permitirá un comportamiento aceptable

de las variables controladas mediante un criterio de optimización que asegura que se logre el comportamiento deseado. El control MPC se compone básicamente de tres partes, tal y como se ilustra en el diagrama funcional de la figura 4:

- Modelo predictivo del sistema (ecuaciones del futuro).
- Función de costo.
- Algoritmo de optimización y selección de estado.

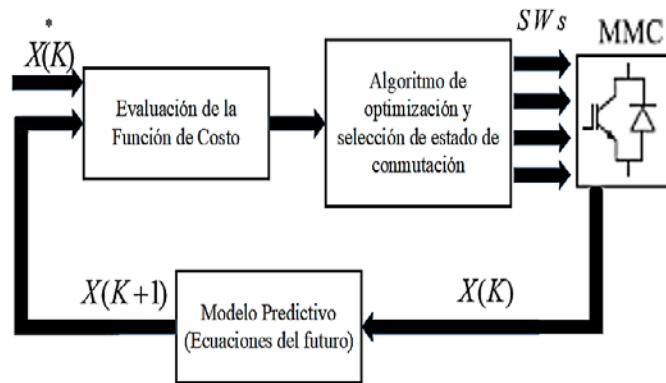


Figura 4 Diagrama funcional de un control MPC.

Modelo predictivo del sistema

Para poder obtener el modelo predictivo del sistema, se usó el concepto de la derivada discreta de Euler, representada por ecuación 11.

$$\frac{dX}{dt} \approx \frac{X(k+1) - X(k)}{T_s} \quad (11)$$

Donde T_s es el periodo de muestreo.

Así bien, de las ecuaciones del modelo matemático del inversor 7 a 10, se obtiene el modelo predictivo del sistema conformado por las ecuaciones 12 a 15). Dichas ecuaciones son conocidas como ecuaciones del futuro o de predicción.

$$i_c(k+1) = \frac{T_s}{4L_B} \left[-U_1 v_{csm_u}(k) - U_2 v_{csm_l}(k) + V_{CD}(k) \right] + i_c(k) \quad (12)$$

$$i_o(k+1) = \frac{T_s}{2L_B} \left[-U_1 v_{csm_u}(k) + U_2 v_{csm_l}(k) - 2v_{RED}(k) \right] + i_o(k) \quad (13)$$

$$v_{csm_u}(k+1) = \frac{T_s U_1}{C_{SM}} \left[\frac{i_s(k)}{2} + i_c(k) \right] + v_{csm_u}(k) \quad (14)$$

$$v_{csm_l}(k+1) = \frac{T_s U_2}{C_{SM}} \left[\frac{i_s(k)}{2} - i_c(k) \right] + v_{csm_l}(k) \quad (15)$$

Función de costo

La función de costo es aquel indicador que nos ayudará a seleccionar adecuadamente el mejor estado de conmutación que permita una operación adecuada del MMC. Primeramente, se deben establecer las ecuaciones de los errores de las variables a controlar, los cuales vienen dados por las ecuaciones 16 a 19.

$$\sigma_{io} = i_o - i_{oRef} \quad (16)$$

$$\sigma_{ic} = i_c - i_{cRef} \quad (17)$$

$$\sigma_{VCSM_U} = v_{csm_u} - v_{csm_u_REF} \quad (18)$$

$$\sigma_{VCSM_L} = v_{csm_l} - v_{csm_l_REF} \quad (19)$$

Finalmente, la función de costo propuesta para este trabajo se expresa mediante ecuación 21.

$$F_{COSTO} = \sqrt{Gi_o(\sigma_{io}^2) + GV_{CSM_U}(\sigma_{VCSM_U}^2) + GV_{CSM_L}(\sigma_{VCSM_L}^2) + Gi_c(\sigma_{ic}^2)} \quad (21)$$

Donde Gi_o , Gi_c , GV_{CSM_U} , GV_{CSM_L} son los factores de ponderación de las variables controladas.

Algoritmo de control

En la figura 5, se ilustra diagrama de flujo del control implementado, donde se plasma los principales bloques del algoritmo.

El algoritmo de optimización para encontrar la función de costo de menor peso consiste en una sencilla comparación lógica entre los resultados de cada una de las funciones de costo evaluadas para cada caso de conmutación (figura 5). Una vez que se conoce la función de costo de menor peso, se procede a buscar en una tabla el estado de conmutación óptima según sea el caso.

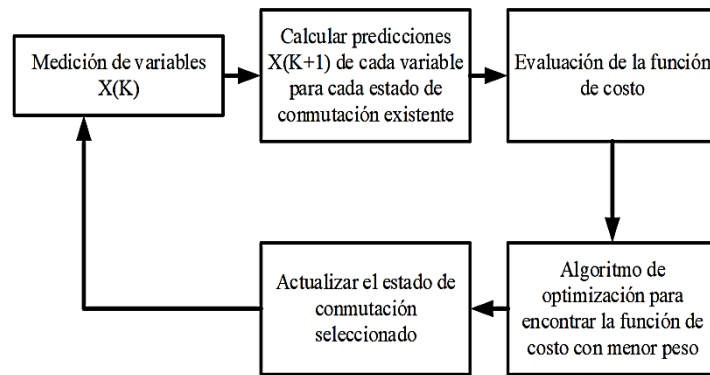


Figura 5 Diagrama de flujo del algoritmo del Modelo de Control Predictivo.

3. Resultados

El sistema fue diseñado y simulado en el software PSIM®. En la tabla 1 se enlista los parámetros de simulación y sus respectivos valores.

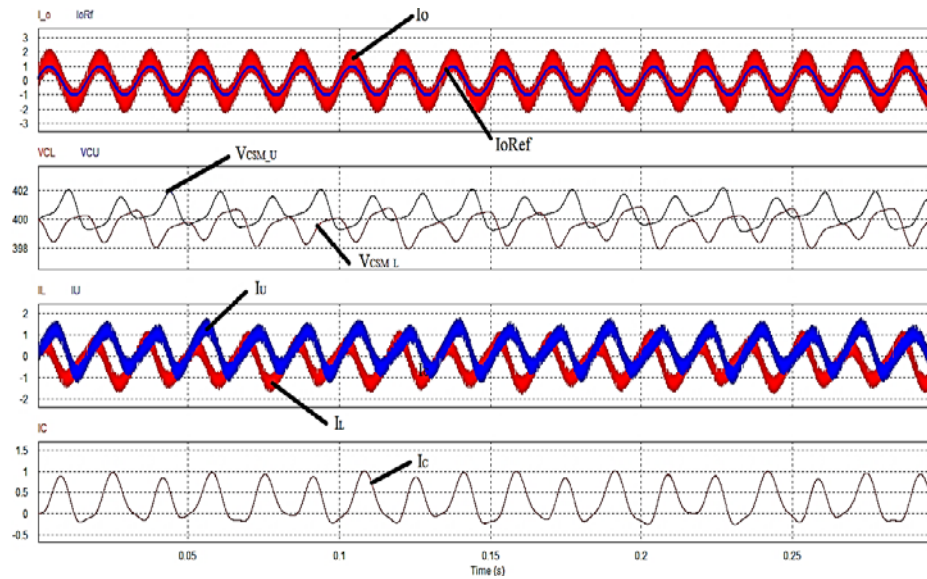
Tabla 1 Parámetros de simulación.

Parámetros	Valor
V_{CD}	400 V
V_{RED}	120 V (RMS), 60 Hz
Submódulos/Brazo	1
Capacitor de submódulo	1000 μ F
Inductancia de brazo	3 mH
Inductancia de salida	3 mH
Frecuencia de muestreo	50 kHz
Referencia de la corriente de salida (Pico)	1 ^a

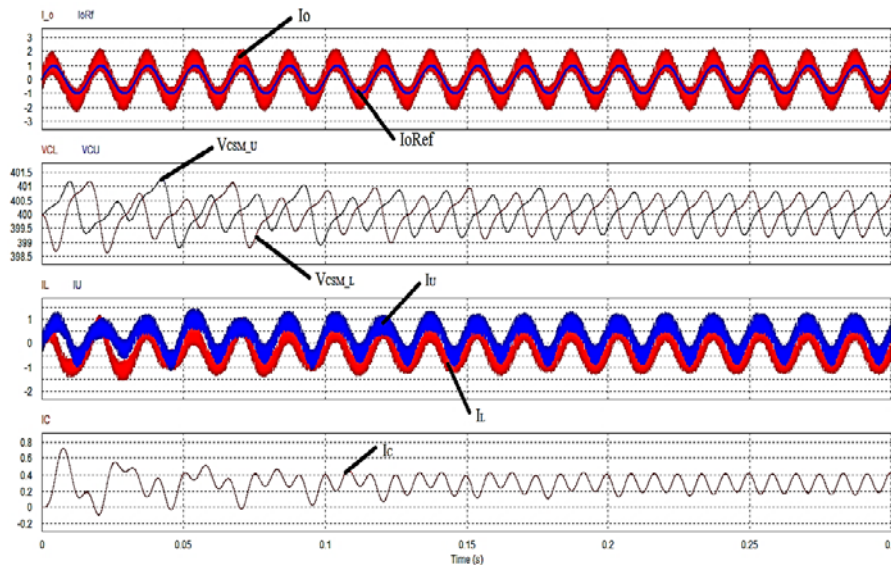
Dado que el método propuesto se basa en el control predictivo ponderado, los factores de ponderación se deben ajustar para lograr la estabilidad y rendimiento deseado para el MMC. La sintonización se realizó de manera heurística, buscando atender los objetivos de control antes mencionados en este documento.

Para ilustrar el efecto que tiene los factores de ponderación en la eficiencia del control, se expone en figura 6, los resultados obtenidos son dos casos de ponderación simulados. En la figura 6a, se escogieron factores de ponderación unitarios para todas las variables a controlar ($G_{io}=G_{ic}=G_{V_{CSM_U}}=G_{V_{CSM_L}}=1$),

mientras que en la figura 6b, se dio mayor peso a reducir la corriente circulante y el balance de los voltajes de los capacitores ($G_{iO}=1$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=10$, $G_{iC}=1000$), obteniendo una mejora notable en la respuesta del control. Se aprecia claramente como la corriente circulante en figura 6b es mucho menor que la del caso de la figura 6a, así mismo se parecía que las tensiones de los capacitores están bien balanceadas con su respectivo rizado de baja frecuencia para el caso de figura 6b.



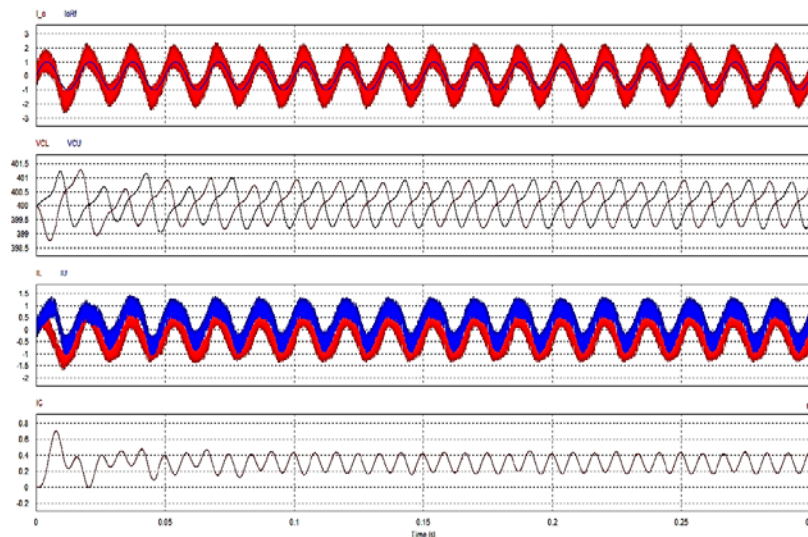
a) $G_{iO}=G_{iC}=GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=1$.



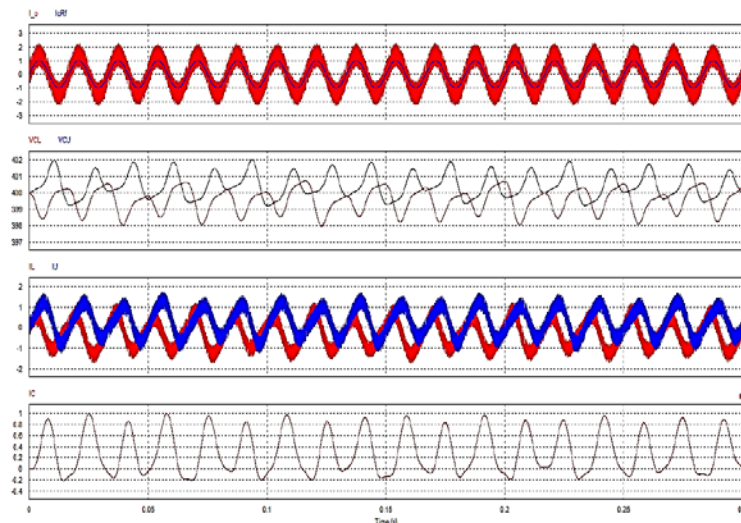
b) $G_{iO}=1$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=10$, $G_{iC}=1000$.

Figura 6 Respuesta del control con factores de ponderación.

En la figura 7, se muestran los resultados obtenidos con otros dos casos de ponderación simulados. En la figura 7a, se incrementó el peso al balance del voltaje de los capacitores ($G_{iO}=1$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=50$, $G_{iC}=1000$), logrando que el balance de los voltajes de capacitores sea más rápido y una corriente circulante mejor controlada, sin embargo, se aprecia un desfase de la misma respecto a su referencia. En la figura 7b, se dio mayor peso a reducir la corriente circulante y la corriente de salida ($G_{iO}=100$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=10$, $G_{iC}=1000$), obteniendo una respuesta similar a la obtenida con el caso de ponderaciones unitarias.



a) $G_{iO}=1$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=50$, $G_{iC}=1000$.



b) $G_{iO}=100$, $GV_{CSM_U}=GV_{CSM_L}=10$, $G_{iC}=1000$.

Figura 7 Respuesta del control con factores de ponderación.

En la figura 8, se compara los valores de THD para la corriente de salida y para el voltaje de red, para los cuatro casos de ponderación. Para el inciso a), en el que las ponderaciones son unitarias, se obtuvo el peor caso de THD en la corriente de salida. Por lo contrario, la mejor respuesta obtenida que presenta menor THD en la corriente de salida fue la del inciso c). En el inciso b) y c), se puede apreciar como mejora el THD de la corriente de salida con solo modificar el valor de la ponderación para el balance de los voltajes de capacitores, lo mismo para b) y d) pero con la ponderación de la corriente de salida.

THD		THD	
Fundamental Frequency	6.0000000e+001 HZ	Fundamental Frequency	6.0000000e+001 HZ
I_o	4.5220661e-001	I_o	4.4224894e-001
V_{Red}	9.4114659e-004	V_{Red}	9.4114659e-004

a) $GIO=GIC=GVCSM_U=GVCSM_L=1$. b) $GIO=1$, $GVCSM_U=GVCSM_L=10$, $GIC=1000$.

THD		THD	
Fundamental Frequency	6.0000000e+001 HZ	Fundamental Frequency	6.0000000e+001 HZ
I_o	4.3146127e-001	I_o	4.4036727e-001
V_{Red}	9.4114659e-004	V_{Red}	9.4114659e-004

c) $GIO=1$, $GVCSM_U=GVCSM_L=50$, $GIC=1000$. d) $GIO=100$, $GVCSM_U=GVCSM_L=10$, $GIC=1000$.

Figura 8 THD de la corriente de salida y voltaje de red.

4. Conclusiones

En este trabajo se detalla el control predictivo ponderado para el control de un MMC operando como inversor conectado a la red eléctrica.

De los resultados de simulación, se pudo observar lo siguiente:

- Se logra balancear satisfactoriamente los voltajes de los capacitores, mediante el ajuste correcto.
- La corriente de salida sigue la referencia establecida y con una ponderación óptima, el THD de dicha corriente disminuye cuando hay un buen ajuste.
- Se minimizó la corriente circulante, sin embargo, no es posible reducirse a cero.
- Se verificó que, por medio de una correcta ponderación de variables a controlar, se puede lograr una mejor respuesta en el control.

- Se observó que una corriente circulante grande no afectará a la calidad de la corriente de salida, sin embargo, mientras más grande sea la corriente circulante los dispositivos de potencia sufrirán un estrés mayor, las fluctuaciones de los voltajes de los capacitores aumentarán al igual que las pérdidas totales del MMC.
- Es importante mencionar que conforme aumente el número de submódulos a controlar en un MMC, el esfuerzo de procesamiento que implica un control MPC aumenta también. Por lo tanto, para convertidores multinivel modulares con gran número submódulos, debe seleccionarse adecuadamente la plataforma digital para soportar dicho esfuerzo. Sin embargo, actualmente existen investigaciones enfocadas a optimizar el procesamiento de esta técnica de control.

5. Bibliografía y Referencias

- [1] Tianshu Bi, Shuai Wang, Ke Jia, Single pole-to-ground fault location method for MMC-HVCD system using active pulse, IET Generation, Transmission & Distribution, Vol. 12, No. 2, pp. 272–278, Febrero 2018.
- [2] Weixing Lin, Dragan Jovcic, Samuel Nguéfeu, Hani Saad, Full-Bridge MMC Converter Optimal Design to HVDC Operational Requirements, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 31, No. 3, pp. 1342-1350, Junio 2016.
- [3] Bergna et al., An energy-based controller for HVDC modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillation reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics., Vol. 60, No. 6, pp. 2360–2371, Jun 2013.
- [4] Antonopoulos et al., Modular Multilevel Converter AC Motor Drives With Constant Torque From Zero to Nominal Speed, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 3, pp. 1982-1993, May-Jun 2014.
- [5] Zhang J., Wang Z., Shao S., A Three-Phase Modular Multilevel DC-DC Converter for Power Electronic Transformer Applications, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 140-150, Mar 2017.

- [6] Debnath S., Qin J., Saeedifard M., Control and Stability Analysis of Modular Multilevel Converter Under Low-Frequency Operation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 9, pp. 5329–5339, September 2015.
- [7] J. Kolb et al., Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives, *IEEE Transaction on Power Electronics.*, Vol. 30, No. 1, pp. 349–357, January 2015.
- [8] Xu Z., Bian Z., Cheng B., An approach to the ultimate goal of power grid development-constant voltage operation, *CSEE Journal of "Power and Energy Systems*, Vol. 3, No. 4, pp. 380–389, December 2017.
- [9] Du S., Liu J., A Study on DC Voltage Control for Chopper-Cell-Based Modular Multilevel Converters in D-STATCOM Application, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 28, No. 4, pp. 2030–2038, October 2013.
- [10] Boran Fan et al., Hierarchical System Design and Control of an MMC-Based Power, Electronic Transformer, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 13, No. 1, pp. 238–247, February 2017.
- [11] Wang Z., Zhang J., Sheng K., Modular multilevel power electronic transformer, 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE– ECCE Asia), pp. 315–321, Jun 2015.
- [12] Mei J. et al., Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 11, pp. 5063-5073, November 2013.
- [13] Rong F., Gong X., Huang S., A Novel Grid-Connected PV System Based on MMC to Get the Maximum Power Under Partial Shading Conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 6, pp. 4320-4333, Jun 2017.
- [14] Li Bi. et al., Comparative study of the sinusoidal-wave and square-wave circulating current injection methods for low-frequency operation of the modular multilevel converters, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pp. 4700 – 4705, Septiembre 2015.
- [15] Wenig S. et al., Simulation Framework for DC Grid Control and ACDC Interaction Studies Based on Modular Multilevel Converters, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 31, No. 2, pp. 780-788, April 2016.

- [16] Marquardt R., ““Stromrichterschaltungen mit Verteilten Energiespei-Chern,”
Patente Alemana DE10103031A1, January 2001.
- [17] Grinberg R. et al., Study of overcurrent protection for modular multilevel
converter, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.
3401 – 3407, Septiembre 2014.
- [18] Ramayana M., Kinhekar N., Ghat M., Grid connection of Modular Multilevel
converter, IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent
Control and Energy Systems (ICPEICES 2016), pp. 1-6, Julio 2016,
- [19] Karwatzki D., Mertens A., Control approach for a class of modular multilevel
converters topologies, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),
pp. 1-9, Septiembre 2016.
- [20] Ben-Brahim L. et al., Modular Multilevel Converter Circulating Current
Reduction Using Model Predictive Control, IEEE Transactions on Industrial
Electronics, Vol. 63, No. 6, pp. pp. 3857-3866, Junio 2016.
- [21] Böcker J., Freudenberg B., The A., Dieckerhoff A., Experimental Comparison
of Model Predictive Control and Cascaded Control of the Modular Multilevel
Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 1, pp. 422-
430, Enero 2015.
- [22] Gong Z. et al., Design and Experimental Evaluation of Fast Model Predictive
Control for Modular Multilevel Converters, IEEE Transactions on Industrial
Electronics, Vol. 63, No. 6, pp. 3845-3856, Junio 2016.
- [23] Li B., Xu Z., Ding J., Xu D., Fault-Tolerant Control of Medium-Voltage Modular
Multilevel Converters With Minimum Performance Degradation Under
Submodule Failures, IEEE Access, Vol. 6, pp. 11772-11781, 2018.
- [24] Prafullachandra M., Meshram M., Vijay B., A Simplified Nearest Level Control
(NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC),
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 1, pp. 450-462. Enero
2015.
- [25] Wang Z., Zhang A., Zhang H., Ren Z., Control Strategy for Modular Multilevel
Converters With Redundant Sub-modules Using Energy Reallocation, IEEE
Transactions on Power Delivery, Vol. 32, No. 3, pp. 1556-1564, Junio 2017.